

This Page Is Inserted by IFW Operations
and is not a part of the Official Record

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

**As rescanning documents *will not* correct images,
please do not report the images to the
Image Problem Mailbox.**

No. 3 - (3)

MicroPatent® PatSearch FullText: Record 1 of 1

Search scope: US Granted US Applications EP-A EP-B WO JP ; Full patent spec.

Years: 1971-2002

Text: Patent/Publication No.: JP07263977

[no drawing available]

[Order This Patent](#)[Family Lookup](#)[Citation Indicators](#)[Go to first matching text](#)

JP07263977 A

HBT DIRECT -COUPLED LOW -NOISE BROAD -BAND MICROWAVE AMPLIFIER
TRW INC

Inventor(s): KOBAYASHI KEVIN W

Application No. 07020433 JP07020433 JP, Filed 19950208,A1 Published
19951013Published 19951013

Abstract: PURPOSE: To obtain optimum gain bandwidth and low noise performance for a specific system by allowing a low-noise broad-band direct-coupled amplifier to have a 1st and a 2nd feedback resistance having specific resistance.

CONSTITUTION: A 1st feedback resistance R_{f1} determines a shunt feedback quantity for the effective AC load of a 1st amplification stage and a 2nd amplification stage consisting of transistors TRQ2 and TRQ3 and affects gain band performance by giving a current source so as to bias the transistor TRQ1. The 2nd feedback resistance R_{f2} gives feedback that can determine gain band response and input matching against system impedance. Further, the resistance R_{f2} makes the TRQ1 bias itself to affect the gain, noise index, and its input reflection attenuation quantity performance. Therefore, the resistances R_{f1} and R_{f2} are so selected as to obtain optimum impedance matching between the system impedance and optimum noise source impedance. Consequently, a user can have a low-noise broad-band amplifier.

Int'l Class: H03F003343; H03F00126 H03F00134 H03F00142 H03F00319 H03F003347
H03F00360

Priority: US 94 194754 19940209

MicroPatent Reference Number: 000257754
COPYRIGHT: (C) 1995JPO

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平7-263977

(43) 公開日 平成7年(1995)10月13日

(51) Int.Cl. ⁸	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 3 F	3/343	Z 8943-5 J		
	1/26	7509-5 J		
	1/34	8839-5 J		
	1/42	8943-5 J		
	3/19	8839-5 J		

審査請求 有 請求項の数18 O L (全 9 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号 特願平7-20433

(22) 出願日 平成7年(1995)2月8日

(31) 優先権主張番号 08/194754

(32) 優先日 1994年2月9日

(33) 優先権主張国 米国 (U S)

(71) 出願人 590002529

ティールダブリュー インコーポレイテッド

アメリカ合衆国 カリフォルニア州

90278 レドンド ビーチ スペース パーク 1

(72) 発明者 ケヴィン ダブリュー コバヤシ

アメリカ合衆国 カリフォルニア州

90503 トーランス ラディーン アベニュー 21305

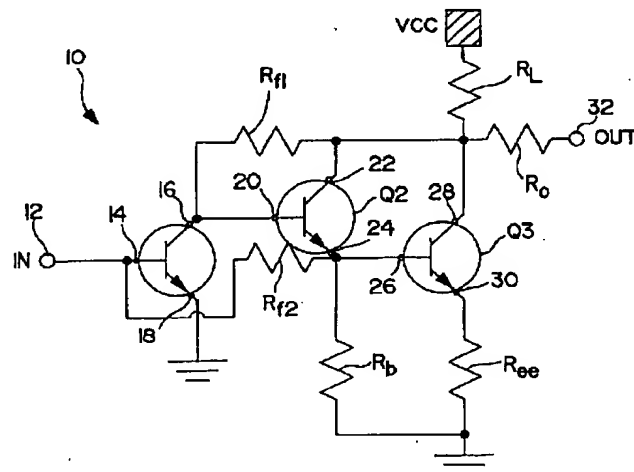
(74) 代理人 弁理士 中村 稔 (外6名)

(54) 【発明の名称】 HBT直結低ノイズ広帯域マイクロ波増幅器

(57) 【要約】

【目的】 広帯域上で低ノイズである増幅器を提供する。

【構成】 入力信号を受け取る入力と、この入力に接続されたベース、グラウンドに接続されたエミッタ、コレクタを有した第1バイポーラトランジスタを含む第1増幅段と、ベース、コレクタ、エミッタを有した少なくとも1つの第2バイポーラトランジスタを有する第2増幅段と、第1トランジスタのコレクタを第2トランジスタのベースに接続する手段と、第2トランジスタのコレクタを第2トランジスタのベースと第1トランジスタのコレクタに接続する第1抵抗性フィードバック経路と、第2トランジスタのエミッタと第1トランジスタのベースの間に接続された第2抵抗性フィードバック経路と、第2トランジスタのコレクタに抵抗性負荷を介して接続されて広い周波数レンジにおいて低いノイズを示す増幅された出力信号を与える出力を備える広帯域低ノイズ増幅器。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 入力信号を受け取る入力と、
前記入力に接続されたベース、グラウンドに接続された
エミッタ、コレクタを有した第1バイポーラトランジス
タを含む第1増幅段と、
ベース、コレクタ、エミッタを有した少なくとも1つの
第2バイポーラトランジスタを有する第2増幅段と、
前記第1トランジスタのコレクタを前記第2トランジス
タのベースに接続する手段と、
前記第2トランジスタのコレクタを前記第2トランジス
タのベースと前記第1トランジスタのコレクタに接続す
る第1抵抗性フィードバック経路と、
前記第2トランジスタのエミッタと前記第1トランジス
タのベースの間に接続された第2抵抗性フィードバック
経路と、
前記第2トランジスタのコレクタに抵抗性負荷を介して
接続されて広い周波数レンジにおいて低いノイズを示す
増幅された出力信号を与える出力と、を備えることを特
徴とする広帯域低ノイズ増幅器。

【請求項2】 請求項1記載の増幅器において、前記第
2増幅段は、ベース、トランジスタ、エミッタを有する
第3バイポーラトランジスタに接続された第2トランジ
スタを含む一対のダーリントン接続型バイポーラトラン
ジスタを備え、前記第2トランジスタのエミッタは前記
第3トランジスタのベースに接続されている増幅器。

【請求項3】 請求項1記載の増幅器において、前記第
1及び第2抵抗性フィードバック経路は各々、実効ソー
スインプीडダンスを最適化し且つ広帯域低ノイズを提供
するようにして選択されたインピーダンスを有する抵抗
を備えている増幅器。

【請求項4】 請求項3記載の増幅器において、前記第
2フィードバック経路は更に、誘導リアクタンス成分を
与えるインダクタを備えて、実効ソースインピーダンス
を更に最適化する増幅器。

【請求項5】 請求項3記載の増幅器において更に、誘
導リアクタンス成分を与えるために前記第1トランジス
タのベースに接続されたインダクタを備えて、実効ソー
スインプीडダンスを更に最適化する増幅器。

【請求項6】 請求項2記載の増幅器において、前記第
1、第2、第3トランジスタは各々、ヘテロ接合バイポ
ーラトランジスタを備える増幅器。

【請求項7】 請求項1記載の増幅器において、前記第
1増幅段は共通エミッタ増幅器を備える増幅器。

【請求項8】 請求項2記載の増幅器において更に、第
2および第3トランジスタのコレクタに負荷抵抗を介し
て接続された電源を備える増幅器。

【請求項9】 請求項2記載の増幅器において、前記第
2トランジスタのエミッタは更に第3抵抗を介してグラ
ウンドに接続され、前記第3トランジスタのエミッタは
第4抵抗を介してグラウンドに接続されている増幅器。

【請求項10】 入力信号を受け取る入力と、
前記入力に接続されたベース、グラウンドに接続された
エミッタ、コレクタを有した第1バイポーラトランジス
タを含む共通エミッタ増幅段と、
第2および第3ダーリントン接続型バイポーラトランジ
スタを有するダーリントンフィードバック増幅段であつ
て、ここで、前記第2および第3トランジスタは各々、
ベース、コレクタ、エミッタを有し、前記第2トランジ
スタのエミッタは前記第3トランジスタのベースに接続
されており、ダーリントンフィードバック増幅段は、更
に、前記第2および第3トランジスタの各コレクタの間
で前記第2トランジスタのベースに接続された第1抵抗
を有する第1フィードバック経路を備えたダーリントン
フィードバック増幅段と、
前記第1トランジスタのコレクタを前記第2トランジス
タのベースに接続する手段と、
前記第2トランジスタのエミッタと前記第1トランジス
タのベースの間に接続された第2抵抗を有する第2フィ
ードバック経路と、

抵抗性負荷を介して前記第2および第3トランジスタの
コレクタに接続されて広い周波数レンジにおいて低ノイ
ズを示すような増幅された出力信号を与える出力と、を
備えることを特徴とする広帯域低ノイズ直結増幅器。

【請求項11】 請求項10記載の増幅器において、前
記第2フィードバック経路は更に、誘導リアクタンス成
分を与えるインダクタを備えて、実効ソースインピーダ
ンスを更に最適化する増幅器。

【請求項12】 請求項10記載の増幅器において更
に、誘導リアクタンス成分を提供するために前記第1ト
ランジスタのベースに接続されたインダクタを備えて、
実効ソースインピーダンスを更に最適化する増幅器。

【請求項13】 請求項10記載の増幅器において、前
記第1、第2、第3トランジスタは各々、ヘテロ接合バ
イポーラトランジスタを備える増幅器。

【請求項14】 請求項10記載の増幅器において更
に、前記第2および第3トランジスタのコレクタに負荷
抵抗を介して接続された電源を備える増幅器。

【請求項15】 請求項10記載の増幅器において、前
記第2トランジスタのエミッタは更にバイアス抵抗を介
してグラウンドに接続され、前記第3トランジスタのエ
ミッタは第2抵抗を介してグラウンドに接続されている
増幅器。

【請求項16】 第1バイポーラトランジスタを有する
第1増幅段を第2および第3ダーリントン接続型バイポ
ーラトランジスタを有した第2増幅段に接続して2段広
帯域低ノイズ直結マイクロ波増幅器を形成する方法にお
いて、
入力ポートを第1増幅段を形成する前記第1トランジス
タのベースに接続する段階と、
前記第1トランジスタのコレクタを前記第2増幅段を形

成する第2トランジスタのベースに接続する段階と、第1トランジスタのコレクタと第2および第3トランジスタのコレクタの間に第1抵抗を接続して第1フィードバック経路を形成する段階と、第2トランジスタのエミッタと第1トランジスタのベースの間に第2抵抗を接続して第2フィードバック経路を与える段階であって、ここで、前記第1および第2抵抗は各々、最適な利得、帯域幅、ノイズを達成するようなインピーダンスを有するように選択されている段階と、前記第2および第3トランジスタのコレクタに出力を接続して増幅された出力信号を与える段階と、を備えることを特徴とする方法。

【請求項17】 請求項16記載の方法において更に、インダクタを前記第2フィードバック経路に接続してインピーダンス整合のために誘導リアクタンス成分を与える方法。

【請求項18】 請求項16記載の方法において更に、インダクタを前記第1トランジスタのベースに接続してインピーダンス整合を強化するために誘導リアクタンス成分を与える方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明はトランジスタ増幅器、更には、共通エミッタトランジスタやフィードバックトポロジを有したトランジスタのダーリントン接続対のようなバイポーラトランジスタを利用する低ノイズ広帯域直結マイクロ波増幅器に関する。

【0002】

【従来の技術】 直流からマイクロ波周波数に拡張された幅広い周波数レンジで動作する近年の様々な電子使用に対する必要性を満たすことが、広帯域低ノイズ直結マイクロ波増幅器にますます要求されつつある。いくつかの分野は、計器用システム、無線およびセルラー電話システム、パーソナル通信ネットワーク (PCN)、高解像度テレビ (HDTV)、ケーブルテレビ (CATV)、光学通信、およびグローバル位置 (global positioning) 衛星 (GPS) システムを含む。これらのおよび他の分野は共通して、0ヘルツ (つまり、DC) ~ 5ギガヘルツに拡張されている周波数幅をカバーし得る幅広い周波数帯域において動作する。例えば、0~5ギガヘルツトランスインピーダンス (Gigahertz transimpedance) 増幅器は、毎秒10ギガビット (10G/ビット) やそれ以上のデータ速度で動作するデジタル光学通信受信機に特に有用である。他の例では、マイクロ波周波数で動作するオシロスコープの使用にとって直結マイクロ波増幅器は有用である。これらの及び他の分野には、一般に、広帯域低ノイズ性能を達成し且つマイクロ波周波数レンジへと動作し得る直結増幅器設計トポロジとして知られているものが必要である。従来、100メガヘルツ以下の低周波数性能は、シリコン・GaAsバイ

ポーラ型技術を用いて達成されていた。このことは、低ノイズレベルを達成するために通常使用されるが一般には200メガヘルツを越えるような周波数においてのみ使用されるHEMT若しくはFET技術の使用を、本質的に不可能なものとする。この理由は、高周波数で動作する従来のシリコン技術の状態は拡張する周波数レンジにおいては低ノイズ性能を提供しないことに因る。しかしながら、HDTVのような近年および将来の分野は、例えば45メガヘルツ~2.5ギガヘルツのような広帯域周波数レンジにおける広帯域低ノイズ性能をますます必要とする。

【0003】 広帯域直結増幅器は、普通、フィードバックトポロジを用いて実施され、一般に多数のトランジスタ、抵抗、およびレベルシフトダイオードを含む。従来の共通エミッタフィードバックトポロジは一般に単一のトランジスタを使用する。バイポーラ技術においてよく利用される広帯域直結トポロジはダーリントンフィードバック増幅器である。ダーリントンフィードバック増幅器は、より幅の広い帯域幅を実現することを一般に可能とするような内部フィードバック特性を有したバイポーラトランジスタのダーリントン接続対を含む。従来のダーリントンフィードバック増幅器は、一般に、多数の現存のマイクロ波デバイスに対して、カットオフ周波数の8パーセントと同じ位高いレンジをカバーするような広い周波数帯域幅を達成し得る。これらの型の広帯域増幅器は一般に、単一および多重段で設計されており、付加されるフィードバックを実現するために並列および直列フィードバックレジスタを適当に調整することを必要とする。しかしながら、従来の広帯域増幅器はフィードバック経路を利用しており、この経路は一般に付加的な不所望のノイズを増幅出力へ導いてしまう。言い換えれば、ダーリントン接続されたフィードバックタイプのような従来の広帯域増幅器は一般にそれを実現するにはコストが高く、ノイズの量も多い。また、これら従来の増幅器によるアプローチでは、ソースインピーダンス整合をマイクロ波デバイスに対して最適化することは通常行っておらず、この結果、付加的なノイズを生じることになる。

【0004】 故に、広帯域周波数上で動作することができ、その一方で、ノイズ干渉は最小とするようなマイクロ波増幅器を提供することが望まれる。また、利得・帯域幅性能とノイズ干渉が互いに独立に調整され得るように設計することができ、増幅器を提供することが望まれる。更に言えば、広帯域低ノイズ直結増幅器を提供するような方法で、また、従来のアプローチの多くに現に存している欠点を受けないような方法で共通エミッタトランジスタに直接接続されているトランジスタのダーリントン接続対を有した二段直結マイクロ波増幅器を提供することが更に望まれる。

【0005】

【発明の概要】本発明の教示により、広帯域低ノイズマイクロ波増幅器が提供され、この増幅器は、入力信号を受けとるための入力と、増幅された出力信号を提供する。この増幅された出力信号は、広帯域レンジにおいて変更可能であるが、その一方で、最小のノイズ干渉を示す。増幅器は、入力に接続されたベース、グラウンドに接続されたエミッタ、コレクタを有する第1のバイポーラトランジスタを備えた第1増幅段を含む。第2増幅段は、第2および第3のダーリントン接続されたバイポーラトランジスタを有するものとして提供される。第2および第3トランジスタは各々、ベース、コレクタ、エミッタを有し、第2トランジスタのエミッタは第3トランジスタのベースに接続されている。第1フィードバック抵抗を有した第1フィードバック経路が、第2および第3トランジスタの各コレクタと第2トランジスタのベースとの間に設けられている。第1トランジスタのコレクタは第2トランジスタのベースに接続される。第2フィードバック経路は、第2トランジスタのエミッタと第1トランジスタのベースの間に接続される。第2フィードバック経路は、ノイズ整合を最適化し、利得帯域幅調整と交流バイアス安定化を提供するように選択されたインピーダンスを備えた第2フィードバック抵抗を有する。第2フィードバック経路は更に、誘導リアクタンス成分を提供するようなインダクタを含んでもよい。代替実施例によれば、このインダクタは入力と第1トランジスタのベースの間に接続され得る。

【0006】

【実施例】図1を参照すれば、広帯域低ノイズ直結マイクロ波増幅器10が本発明の好ましい実施例に従って1つの回路形態で示されている。増幅器10は、直結2段増幅器トポロジーの形態とされた2個の増幅器利得段を含む。この直結2段増幅器トポロジーは、フィードバック装置を有したバイポーラトランジスタを使用する。後に記述されているように、本発明は、直流からマイクロ波周波数へと拡張している広帯域周波数レンジにおいて、近年及び将来の電子および通信システムにとって適当な方法で低ノイズ増幅を達成することができる。更に、増幅器10は、第1ヘテロ接合バイポーラトランジスタ(HBT)Q1で形成された第1、即ち、共通エミッタ増幅段を有する。トランジスタQ1はベース14、コレクタ16、エミッタ18を有する。トランジスタQ1のベース14は、増幅される入力信号を受け取るために入力ポート12に接続される。トランジスタQ1のエミッタ18は、グラウンドに直接接続され、一方、コレクタ16は第2の増幅段に直接接続される。第2の増幅段は、一對のダーリントン接続ヘテロ接合バイポーラトランジスタQ2、Q3で形成されたダーリントンフィードバック増幅段である。トランジスタQ2、Q3は各々、ベース20若しくは26、コレクタ22若しくは28、エミッタ24若しくは20をそれぞれ有している。

トランジスタQ2のエミッタ24は、ダーリントン接続増幅段を形成するため、当業者によく知られた方法でトランジスタQ3のベースに直接接続されている。ダーリントンフィードバック増幅段は、更に、トランジスタQ3のエミッタ30とグラウンドの間に接続された直列フィードバック抵抗 R_{e3} を含む。バイアス抵抗 R_b は、トランジスタQ2のエミッタ24と直列フィードバック抵抗 R_{e3} のグラウンド端との間に接続されている。直列フィードバック抵抗 R_{e3} とバイアス抵抗 R_b は、局部直列(local series)を形成し、第2増幅段のためのフィードバック経路に分路を作る。

【0007】ダーリントンフィードバック増幅段は、更に、互いに直接接続されたトランジスタQ2とQ3のコレクタ22と28を有する。5ボルト電源 V_{cc} は、負荷抵抗 R_L を介して各トランジスタQ2、Q3のコレクタ22、28に接続される。更に、トランジスタQ2、Q3のコレクタ22と28はまた、出力整合抵抗 R_o を介して出力ポート32にも接続されている。出力ポート32は、広帯域周波数上の最小のノイズを持つ入力信号に応答して低ノイズ増幅信号を出力する。増幅器10は、第2増幅段のための分路フィードバック経路を形成するため、トランジスタQ2、Q3の共通接続されたコレクタ22、28と第2トランジスタQ2のベース20との間に接続された第1フィードバック抵抗 R_{f1} を更に含む。第1フィードバック抵抗 R_{f1} はまた、トランジスタQ1のコレクタ16にも接続される。故に、トランジスタQ1のコレクタ16はトランジスタQ2のベース20に直列接続される。抵抗 R_L 、 R_o とシステムインピーダンスによって決定される実効出力抵抗に加えて、フィードバック抵抗 R_{f1} は、第1増幅段の実効交流負荷として機能する。フィードバック抵抗 R_{f1} は、第1増幅段の実効交流負荷と第2増幅段に対するフィードバックの量を決定することによって所望の利得帯域幅性能を達成するよう選択され得る。更に、第1フィードバック抵抗 R_{f1} は、また、トランジスタQ1をバイアスするための電流源をも提供する。

【0008】本発明による増幅器10は更に、トランジスタQ2のエミッタ24とトランジスタQ1のベース14の間に接続された第2フィードバック抵抗 R_{f2} を有した第2フィードバック経路を含む。第2フィードバック抵抗 R_{f2} は、トランジスタQ1のベース14から入力ポート12に向かう方向を見る実効インピーダンスを決定するよう選択されたインピーダンスを有する。それ故、第2フィードバック抵抗 R_{f2} は、実効インピーダンスを変更して最適ノイズ整合を達成するよう調整され得る。第2フィードバック抵抗 R_{f2} はまた、システムインピーダンスに対する利得・帯域幅応答と入力整合を決定するよう調整され得る。更に、ベース電流をトランジスタQ1に与え、且つ、直流バイアス安定度を与えることにより、第2フィードバック抵抗 R_{f2} はトランジスタQ1の

自己バイアスを完了する。故に、フィードバック抵抗 R_n は、ゲイン、雑音指数、入力反射減衰量性能 (input return-loss performance) の最適な組み合わせを目的として調整され得る。第1増幅段は、全2段増幅器10に対する雑音指数を決定するような低ノイズ共通エミッタ・プリアンプ段として動作する。第2増幅段、即ち、ダーリントンフィードバック増幅器段は、広帯域利得および出力駆動容量 (output drive capability) を与える。ダーリントンフィードバック段の帯域幅特性は、第1および第2フィードバック抵抗 R_n 、 R_n を変更することにより、増幅器10の全雑音指数を劣化させることなく最適化され得る。実際、第1フィードバック抵抗 R_n は、抵抗 R_L 、 R_o とほぼ50オームのシステムインピーダンスによって決定される実効出力抵抗に加えて、第1増幅段の交流負荷として働く。第1フィードバック抵抗 R_n は、第1増幅段の実効交流負荷と、第2増幅段に対する分路フィードバックの量を変更し、更に、電流源を与えてトランジスタQ1をバイアスすることにより、利得帯域幅性能を変更するよう調整され得る。一方、第2フィードバック抵抗 R_n は、全利得、帯域幅、雑音指数、および入力反射減衰量に影響を与えるよう選択される。

【0009】トランジスタQ1のベース14から見た最小のノイズソースインピーダンスは、一般に、ヘテロ接合バイポーラトランジスタ (HBT) Q1のサイズとバイアスに依存するものとして知られている。2ギガヘルツより小さな周波数にあるHBTデバイスに対して、最小のノイズソースインピーダンスは、誘導リアクタンス成分は無視できるほどの量しか持たない実質的に実数である。しかしながら、より高い周波数においては、最適ノイズソースインピーダンスの虚数誘導リアクタンス成分がより重要となる。故に、HBTトランジスタとフィードバック抵抗 R_n と R_n のサイズとバイアスを適当に選択することにより、最小のノイズソースインピーダンスをシステムインピーダンスから与えられたインピーダンスと一致するよう選択して、現今の直結増幅器トロジーを持つ全増幅段性能を最適化することができる。バイポーラトランジスタ増幅器に対するインピーダンス整合特性を図示するため、図6は、大きさと角度によって参照番号36によって示されているように、ガンマオプトインピーダンス (gamma opt impedance) (つまり、最適ソースインピーダンス 対 所定のHBTデバイスから最小の雑音指数を達成するのに必要とされる周波数) を図示している。図6に描かれたインピーダンスデータは、約4mAのバイアス電流を有し、また、最適雑音指数と50オーム入力インピーダンス整合に対して選択された $2 \times 10 \mu\text{m}^2$ カッド・エミッタ (quad-emitter) デバイスの一例によって示されたインピーダンス特性を表す。トランジスタQ1のベース14から実効ソースインピーダンス38Aと38Bの方を見るソースイン

ピーダンスも、フィードバック抵抗 R_n の2つの異なる値に対して抵抗成分線34に沿って示されている。実効ソースインピーダンスは、50オームシステムインピーダンスと並列に包括分路フィードバック抵抗 R_n の方を見た実効インピーダンスを含む。より大きな分路フィードバック抵抗 R_n を組み込むことにより、ソースインピーダンスは大きさが増大され、最適ソースインピーダンス36により近い整合を得ることができ、この結果、ある特定のバイアス状態においてトランジスタQ1の最小の雑音指数を生じる。

【0010】増幅器10の一つの例にとって性能上生じる効果が図7にシュミレートされている。この例は、50オームのシステムインピーダンス、105オームに設定された負荷抵抗 R_L 、10オームに等しい出力抵抗 R_o 、それぞれ5および350オームに設定されている抵抗 R_n と R_n を含む。第1フィードバック抵抗 R_n は750オームの抵抗を有し、この例による第2フィードバック抵抗 R_n は300オームと1000オームの抵抗を有する。300オームに等しい第2フィードバック抵抗 R_n を使用した場合、ほぼ22dBの実質的に一定のゲイン40Aが、約2.3dBの雑音指数42Aを有した約5ギガヘルツの3dB周波数帯域幅の上で達成される。1000オームに変更されたフィードバック抵抗 R_n を使用した場合、ゲイン40Bが約27dBまで上昇する。しかしながら、帯域幅は約3ギガヘルツの3dBカットオフ周波数レンジに減少し、約2.8dBの雑音指数42Bを表示する。入力反射減衰量45A、45B、および出力反射減衰量43A、43Bもまた、それぞれ300オームと1000オームに選択された抵抗 R_n に対して描かれている。第2フィードバック抵抗 R_n のサイズにおける増加は、一般に、全増幅ゲインを増大させ、帯域幅を低下させ、雑音指数を約0.5dBだけ減少する。所定のシステムに対してフィードバック抵抗 R_n と R_n のための適当なサイズを選択することにより、所望のゲイン帯域幅と最適ノイズ性能を達成させることができる。例えば、第1および第2フィードバック抵抗 R_n と R_n を、上の例において、共に500オームに設定して、約30dBのゲインと、ほぼ2.4ギガヘルツのバンド幅と、ほぼ2.5dBの雑音指数を達成することもできる。他の例においては、フィードバック抵抗 R_n を500オームに設定し、フィードバック抵抗 R_n を1000オームに設定することにより、32dBのゲイン、2ギガヘルツの帯域幅、2.3dBの雑音指数を達成する。最後に、第1のフィードバック抵抗 R_n を250オームに等しくし、一方、フィードバック抵抗 R_n を300オームに等しくして、20dBのゲイン、5ギガヘルツの帯域幅、約2.8dBの雑音指数を達成することもできる。第2フィードバック抵抗 R_n は雑音指数により重大な影響を有し、一方、第1フィードバック抵抗 R_n は動作周波数帯域幅でより大きな影響を有する

傾向がある。

【0011】図2を特に参照すれば、本発明の代替実施例がそこに増幅器10'として示されている。この代替実施例は、第2フィードバック抵抗 R_n と直列接続されたインダクタLの付加を含む。インダクタLは、インダクタリアクタンス成分を提供するように選択されており、これは更に、所定のシステム入力によって表示される実効リアクタンス成分の更なる整合を助ける。図6のスミス図表に戻ってみれば、虚数誘導反応成分の付加がどのようにしてインピーダンス整合を更に強化するかを理解するだろう。スミス図表のインピーダンス特性によれば、誘導リアクタンス素子はより高い周波数に増加することを示している。約2、若しくは3nHのサイズを有したインダクタLの付加により、全実効インピーダンスをより緊密に整合させることができる。故に、インピーダンスの実数及び虚数成分を付加して、全増幅器性能をより最適化することができる。インピーダンス整合を強化するためのインダクタLの使用は他の方法でも結合され得ることに気付くべきである。例えば、インダクタLは、図3および図4に示されているように、入力ポート12とトランジスタQ1のベース14の間に接続することができる。図3によれば、インダクタLはトランジスタQ1のベース14と直列に接続されており、故に、第2フィードバック経路と直列に接続される。同様に、インダクタLは、図4に示されているように、ソースインピーダンスと直列に入力ポート12に接続され得る。図2、3、4に記述された3つ全ての代替実施例が、トランジスタQ1のベース14に存在する実際のインピーダンス成分に加えて、誘導リアクタンスを提供する。この結果、増幅器10'は、最適ソースインピーダンスにより緊密に整合し、故に、より低いノイズを生じる。

【0012】図5を参照すれば、直結増幅器10のブロック図がそこに示されている。外部電源 V_{cc} が供給ライン48を介して増幅器10に接続されている。バイパスコンデンサCは、電源ライン48とグラウンドの間に接続される。コンデンサCの付加は、供給ライン48に沿って存在し得る高い周波数ノイズを実効的に分路して追い出す。最後に、図8を参照すれば明らかなように、ここで記述された増幅器10を含んでいるモノリシックマイクロ波集積回路(MMIC)チップ50がそこに示されている。チップサイズの合計はほぼ $270 \times 305 \mu m^2$ である。よく知られた半導体技術に従って、これらの増幅器チップを1つの3インチGaAsウェーハ上に40,000個ほど形成することが可能である。近年の製造コストに従って、これをコンパクトな低コスト増幅器10に変換する。更に、ここに示された増幅器10はHBTデジタル設計を使用し、プロセスを通じて後ろ側を含む。更に、本発明に従ってInPベース型増幅器を使用することで、改善された帯域幅性能をも可能とする

ことができる。動作時、低ノイズ広帯域直結増幅器10は、所定の抵抗を有するフィードバック抵抗 R_n と R_n を有するように設計され、これは、所定のシステムに対して最適利得帯域幅とノイズ性能を提供し得る。第1フィードバック抵抗 R_n は、第1増幅段の実効交流負荷と第2増幅段に対する分路フィードバックの量を決定し、これに加えて、トランジスタQ1をバイアスするため電流源を与えることによって利得帯域性能に影響する。第2フィードバック抵抗 R_n は、利得帯域幅応答とシステムインピーダンスに対する入力整合をも決定し得るフィードバックを与える。また、第2フィードバック抵抗 R_n は更に、トランジスタQ1の自己バイアスを与え、ゲイン、雑音指数、その入力反射減衰量性能に影響する。故に、フィードバック抵抗 R_n と R_n の選択は、システムインピーダンスと最適ノイズソースインピーダンスの間で最適インピーダンス整合を提供するよう選択される。代替実施例における増幅器10'によれば、インダクタLの負荷により、更に、誘導リアクタンス成分を付加することが可能にされる。この誘導リアクタンス成分は、特により高い周波数において、インピーダンス整合を更に強化することができる。

【0013】以上のことより、本発明によってユーザが低ノイズ広帯域増幅器を達成できることは明らかである。故に、ここに記述されている本発明はその特別な例との関連で開示されているが、それによって請求の範囲によって定義されたこと以外のことを意図するものではない。その理由は、当業者ならば、本明細書と図面を考察した後本発明の範囲を逸脱することなく変更することが可能だからである。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の好ましい実施例による直結低ノイズマイクロ波増幅器を示す回路図。

【図2】本発明の代替実施例によるインダクタを用いた直結低ノイズマイクロ波増幅器を示す回路図。

【図3】他の代替実施例に従って接続されたインダクタを有した直結低ノイズマイクロ波増幅器の一部を示す回路図。

【図4】他の代替実施例に従って接続されたインダクタを有した増幅器の一部を示す回路図。

【図5】図1に示されたマイクロ波増幅器のバイアス実行を示すブロック図。

【図6】マイクロ波増幅器にとって最適化された効率的なインピーダンスの達成に関連したインピーダンス特性を示すスミス図表。

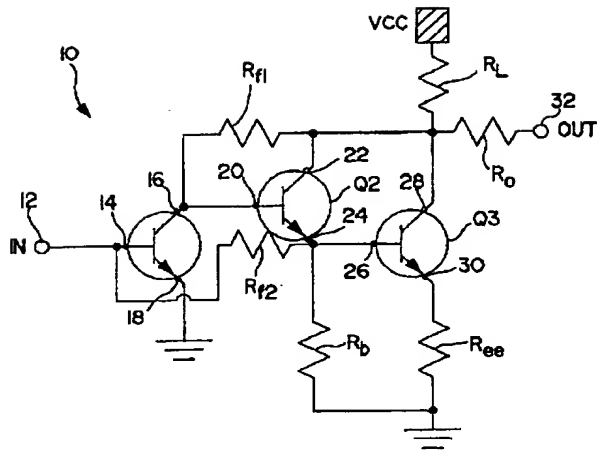
【図7】マイクロ波増幅器の一例に関して測定された性能データのグラフ表示。

【図8】MMICチップ上に製造された直結ノイズマイクロ波増幅器のチップレイアウト。

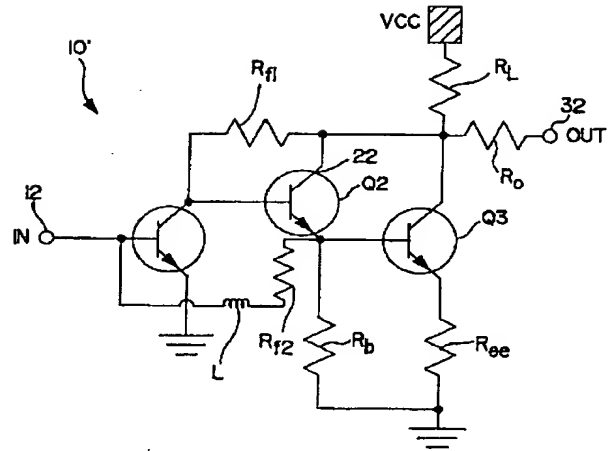
【符号の説明】

10 広帯域低ノイズ直結マイクロ波増幅器

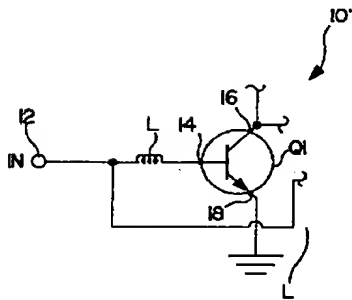
【図 1】



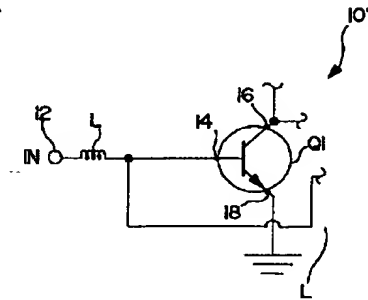
【図 2】



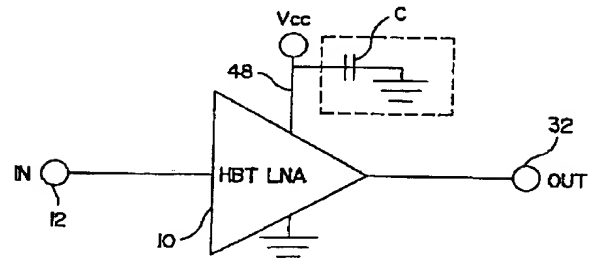
【図 3】



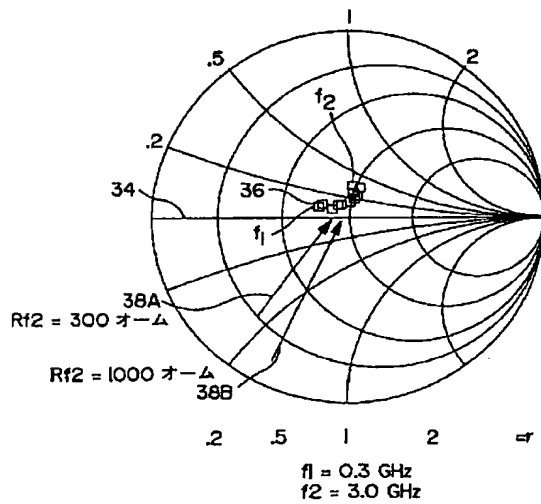
【図 4】



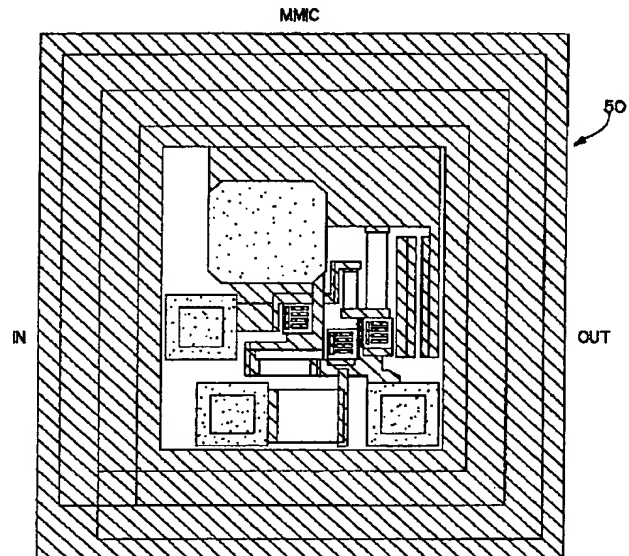
【図 5】



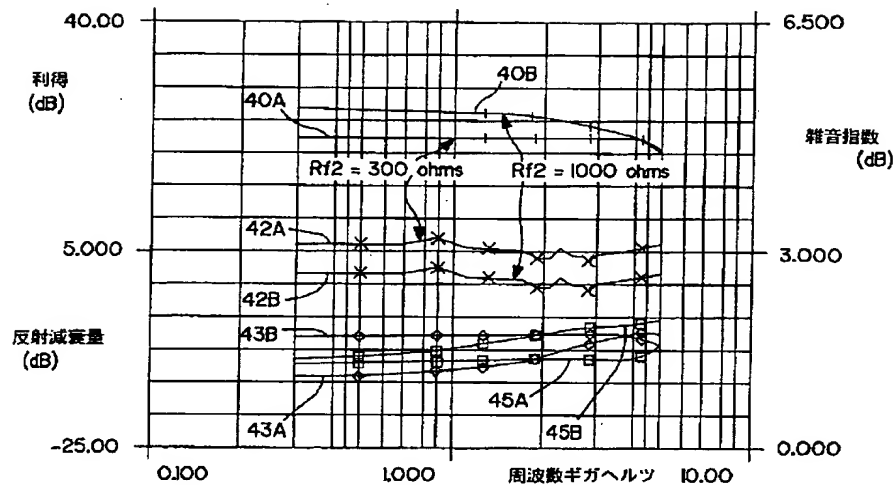
【図 6】



【図 8】



【図 7】



【手続補正書】

【提出日】平成 7 年 3 月 13 日

【手続補正 1】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】特許請求の範囲

【補正方法】変更

【補正内容】

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 入力信号を受け取る入力と、

前記入力に接続されたベース、グラウンドに接続されたエミッタ、コレクタを有した第 1 バイポーラトランジスタを含む第 1 増幅段と、

ベース、コレクタ、エミッタを有した少なくとも 1 つの第 2 バイポーラトランジスタを有する第 2 増幅段と、

前記第 1 トランジスタのコレクタを前記第 2 トランジスタのベースに接続する手段と、

前記第 2 トランジスタのコレクタを前記第 2 トランジスタのベースと前記第 1 トランジスタのコレクタに接続する第 1 抵抗性フィードバック経路と、

前記第 2 トランジスタのエミッタと前記第 1 トランジスタのベースの間に接続された第 2 抵抗性フィードバック経路と、

前記第 2 トランジスタのコレクタに抵抗性負荷を介して接続されて広い周波数レンジにおいて低いノイズを示す増幅された出力信号を与える出力と、を備えることを特徴とする広帯域低ノイズ増幅器。

【請求項 2】 請求項 1 記載の増幅器において、前記第 2 増幅段は、ベース、トランジスタ、エミッタを有する第 3 バイポーラトランジスタに接続された第 2 トランジ

スタを含む一対のダーリントン接続型バイポーラトランジスタを備え、前記第 2 トランジスタのエミッタは前記第 3 トランジスタのベースに接続されている増幅器。

【請求項 3】 請求項 1 記載の増幅器において、前記第 1 及び第 2 抵抗性フィードバック経路は各々、実効ソースインピーダンスを最適化し且つ広帯域低ノイズを提供するようにして選択されたインピーダンスを有する抵抗を備えている増幅器。

【請求項 4】 請求項 3 記載の増幅器において、前記第 2 フィードバック経路は更に、誘導リアクタンス成分を与えるインダクタを備えて、実効ソースインピーダンスを更に最適化する増幅器。

【請求項 5】 請求項 3 記載の増幅器において更に、誘導リアクタンス成分を与えるために前記第 1 トランジスタのベースに接続されたインダクタを備えて、実効ソースインピーダンスを更に最適化する増幅器。

【請求項 6】 請求項 2 記載の増幅器において、前記第 1、第 2、第 3 トランジスタは各々、ヘテロ接合バイポーラトランジスタを備える増幅器。

【請求項 7】 請求項 1 記載の増幅器において、前記第 1 増幅段は共通エミッタ増幅器を備える増幅器。

【請求項 8】 請求項 2 記載の増幅器において更に、第 2 および第 3 トランジスタのコレクタに負荷抵抗を介して接続された電源を備える増幅器。

【請求項 9】 請求項 2 記載の増幅器において、前記第 2 トランジスタのエミッタは更に第 3 抵抗を介してグラウンドに接続され、前記第 3 トランジスタのエミッタは第 4 抵抗を介してグラウンドに接続されている増幅器。

【請求項 10】 第 1 バイポーラトランジスタを有する第 1 増幅段を第 2 および第 3 ダーリントン接続型バイポーラトランジスタを有した第 2 増幅段に接続して 2 段広帯域低ノイズ直結マイクロ波増幅器を形成する方法において、

入力ポートを第 1 増幅段を形成する前記第 1 トランジスタのベースに接続する段階と、

前記第 1 トランジスタのコレクタを前記第 2 増幅段を形成する第 2 トランジスタのベースに接続する段階と、

第 1 トランジスタのコレクタと第 2 および第 3 トランジスタのコレクタの間に第 1 抵抗を接続して第 1 フィードバック経路を形成する段階と、

第 2 トランジスタのエミッタと第 1 トランジスタのベースの間に第 2 抵抗を接続して第 2 フィードバック経路を

与える段階であって、ここで、前記第 1 および第 2 抵抗は各々、最適な利得、帯域幅、ノイズを達成するようなインピーダンスを有するように選択されている段階と、前記第 2 および第 3 トランジスタのコレクタに出力を接続して増幅された出力信号を与える段階と、を備えることを特徴とする方法。

【請求項 11】 請求項 10 記載の方法において更に、インダクタを前記第 2 フィードバック経路に接続してインピーダンス整合のために誘導リアクタンス成分を与える方法。

【請求項 12】 請求項 10 記載の方法において更に、インダクタを前記第 1 トランジスタのベースに接続してインピーダンス整合を強化するために誘導リアクタンス成分を与える方法。

フロントページの続き

(51) Int. Cl.⁶

H 0 3 F 3/347
 3/60

識別記号

庁内整理番号

8943-5 J

F I

技術表示箇所